

Высокоэффективный конвертор с LC- контуром (теория)

Прямоугольная форма напряжения и тока в силовых элементах источников вторичного электропитания (ИВЭП) затрудняет их промышленную реализацию на высоких частотах преобразования [1]. Известны схемы преобразователей с резонансным контуром, ток в силовых элементах которых изменяется по синусоидальному закону. Однако потери в транзисторах на переключение в этих схемах отсутствует лишь в режимах, соответствующих резонансу. В данной статье рассмотрена схема преобразователя, в которой потери на переключение могут быть сведены к нулю в любом режиме (рис.1) [2].

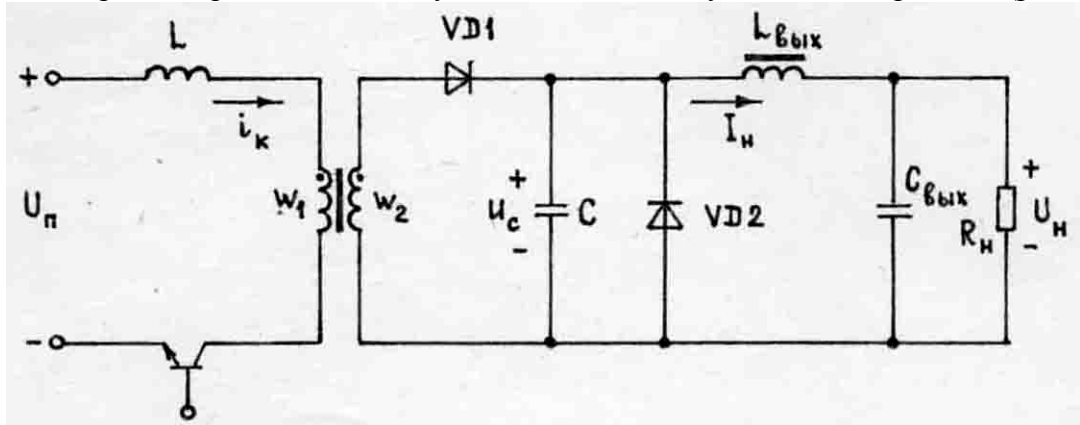


Рис. 1.

При её анализе примем следующие допущения:

- полупроводниковые элементы идеальны, то есть их инерционностью и падением напряжения на них можно пренебречь;
- пульсации тока дросселя $L_{\text{вых}}$ и напряжения на конденсаторе $C_{\text{вых}}$, а также ток намагничивания трансформатора пренебрежимо малы;
- индуктивность дросселя L не зависит от протекающего тока;
- к моменту включения транзистора конденсатор C полностью разряжен, а магнитное состояние сердечника трансформатора восстановлено до исходного.

Основные процессы в схеме поясняют диаграммы, изображённые на рис.2.

При включении транзистора его ток коллектора линейно нарастает от нуля до величины nI_n ($n = \frac{w_2}{w_1}$). Напряжения на обмотках трансформатора до момента времени

$$t_1 = \frac{nI_n L}{U_n} \quad (1)$$

остаются равными нулю.

С момента t_1 начинается заряд конденсатора C . Процесс изменения напряжения на нём описывается дифференциальным уравнением

$$\frac{1}{\omega^2} \frac{d^2 u_c}{dt^2} + u_c = nU_n,$$

где $\omega = \frac{1}{n\sqrt{LC}}$. Его решение при нулевых начальных условиях имеет вид

$$u_c(t) = nU_n [1 - \cos \omega((t - t_1))].$$

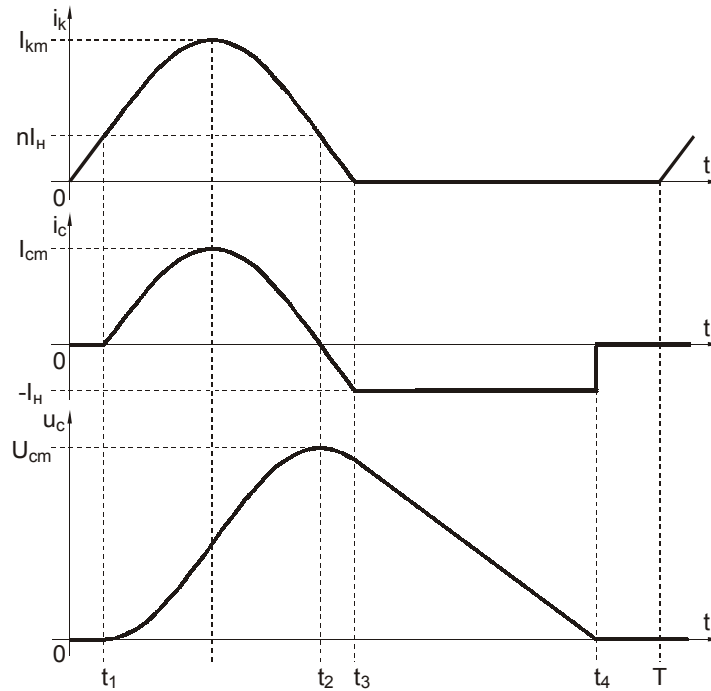


Рис. 2.

Максимального значения $U_{cm} = 2nU_n$ напряжение на конденсаторе C достигает в момент времени

$$t_2 = t_1 + \frac{\pi}{\omega}.$$

Ток через конденсатор C

$$i_c(t) = C \frac{du_c}{dt} = I_{cm} \sin \omega(t - t_1),$$

где $I_{cm} = n\omega CU_n = U_n \sqrt{C/L}$.

Коллекторный ток транзистора

$$i_k(t) = n[I_n + i_c(t)] = nI_n \left[1 + \frac{1}{\chi} \sin \omega(t - t_1) \right],$$

где $\chi = \frac{I_n}{I_{cm}}$.

Максимальный ток коллектора

$$I_{km} = nI_n \left(1 + \frac{1}{\chi} \right). \quad (2)$$

Нулевое значение ток коллектора принимает в момент времени

$$t_3 = t_1 + \frac{1}{\omega} (\pi + \arcsin \chi).$$

Преобразуем выражение (1):

$$t_1 = \frac{nI_n L}{U_n} = \frac{n^2 L C I_n}{n C U_n} = \frac{I_n}{n \omega^2 C U_n} = \frac{I_n}{\omega I_{cm}} = \frac{\chi}{\omega}.$$

Теперь

$$t_3 = \frac{1}{\omega} (\pi + \chi + \arcsin \chi). \quad (3)$$

В момент времени t_3 , который существует, если

$$\chi < 1, \quad (4)$$

транзистор должен быть выключен. Диод $VD1$ после этого запирается, а конденсатор C разряжается током I_n , то есть напряжение на нём линейно уменьшается от значения

$$u_c(t_3) = nU_n(1 + \cos \arcsin \chi) \quad (5)$$

до нуля:

$$u_c(t) = u_c(t_3) - \frac{I_n}{C}(t - t_3).$$

Полностью конденсатор C разрядится в момент времени

$$t_4 = t_3 + \frac{Cu_c(t_3)}{I_n}. \quad (6)$$

Далее ток I_n протекает через диод $VD2$, шунтирующий конденсатор C . С момента времени $t = T$ процессы в схеме повторяются. Минимальный период повторения равен t_4 . Максимальная относительная длительность открытого состояния транзистора

$$\bar{t}_{3\max} = \frac{t_3}{t_4}.$$

Подставив сюда (3), (5) и (6), получим

$$\bar{t}_{3\max} = \left[1 + \frac{1 + \cos \arcsin \chi}{\chi(\pi + \chi + \arcsin \chi)} \right]^{-1}. \quad (7)$$

Из условия равенства нулю за период вольт-секундного интеграла для выходного дросселя

$$\int_0^T [u_c(t) - U_n] dt = 0$$

можно получить зависимость напряжения на нагрузке от напряжения питания:

$$U_n = nU_n \bar{t}_3 k(\chi), \quad (8)$$

где

$$k(\chi) = 1 + \frac{(1 + \cos \arcsin \chi)^2}{2\chi(\pi + \chi + \arcsin \chi)} \quad (9)$$

зависит от U_n через коэффициент $\chi = \chi_{\max} \frac{U_n^{\min}}{U_n}$. Значение χ_{\max} должно удовлетворять

условию (4), но, с другой стороны, быть не менее величины, определяемой из трансцендентного уравнения (7), если задана относительная длительность $\bar{t}_{3\max}$.

Уравнение (7) аппроксимируется линейной функцией

$$\bar{t}_{3\max} = 0,81\chi + 0,10$$

с погрешностью до 10% в диапазоне изменения χ от 0,14 до 1,00.

Выражение (9) можно аппроксимировать функцией

$$k(\chi) = 0,54 + \frac{0,645}{\chi}.$$

Погрешность аппроксимации при этом также не превышает 10%.

В стабилизирующем конвертере (при $U_n = const$) согласно (8) с изменением U_n и I_n должна изменяться рабочая частота:

$$f = \frac{U_n}{nU_n t_3 k(\chi)}.$$

При расчёте стабилизирующего преобразователя из (8) можно определить коэффициент трансформации

$$n = \frac{U_n}{U_{n \min} \bar{t}_3 k(\chi_{\max})},$$

а из (3) – круговую частоту LC – контура

$$\omega = \frac{f_{\max}}{\bar{t}_3} (\pi + \chi_{\max} + \arcsin \chi_{\max}),$$

где f_{\max} – максимальная рабочая частота преобразователя.

Далее определяются параметры LC – контура:

$$L = \frac{\chi_{\max} U_{n \min}}{n \omega I_n}, \quad C = \frac{1}{(n \omega)^2 L}.$$

Максимальный ток коллектора транзистора в соответствии с (2)

$$I_{\kappa \max} = n I_n \left(1 + \frac{U_{n \max}}{\chi_{\max} U_{n \min}} \right).$$

Средний прямой ток диода VD1

$$I_{\text{осп}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_2} \frac{i_{\kappa}(t)}{n} dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} I_n \frac{t}{t_1} dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_3} I_n \left[1 + \frac{1}{\chi} \sin \omega(t - t_1) \right] dt = I_n \bar{t}_3 \left[1 + \frac{2(1 + \cos \arcsin \chi) - \chi^2}{2\chi(\pi + \chi + \arcsin \chi)} \right].$$

Поскольку \bar{t}_3 при $U_n = \text{const}$ определяется уравнением (8), а, как показывают расчёты, отношение сомножителя в квадратных скобках к $k(\chi)$ равно единице при любом χ , то

$$I_{\text{осп}} = I_n \frac{U_n}{n U_n}.$$

Максимальные напряжения на полупроводниковых приборах определяются в основном схемой перемагничивания трансформатора при запертом транзисторе, которая должна обеспечивать восстановление магнитного состояния сердечника трансформатора до исходного на интервале $[t_4; T]$.

Таким образом, потери на переключение в рассмотренной схеме отсутствуют независимо от режима работы и разброса параметров элементов (при адаптивной схеме управления). Никаких дополнительных схемотехнических мер для формирования безопасных траекторий переключения принимать не требуется, поэтому, скорее всего, конвертор особенно перспективен для сетевых ИВЭП. Кроме того, поскольку токи не коммутируются, то, во-первых, не появляются высокочастотные перенапряжения на полупроводниковых приборах, следовательно, их частотные свойства могут использоваться в полной мере без снижения надёжности. Во-вторых, спектр создаваемых помех быстро затухает, что существенно упрощает решение вопросов электромагнитной совместимости ИВЭП.

Список литературы

1. Макаров В. В. Импульсные ИВЭП с промежуточной синусоидальной формой напряжения. – Сборник «Электронная техника в автоматике» / Под ред. Ю.И. Конева. – М.: Радио и связь, 1985, вып. 16, с. 44-51.
2. Pat. 4415959 (USA). Forward Converter Switching at Zero Current / Vinciarelli P., Skillman N.J., 1983.

Опубликовано в журнале «Chip News», 2004, № 2, с. 10-12.